
基于 MSP430 的嵌入式 DTMF 拨号解码器实现方案

摘要: 本文介绍了一种基于 MSP430 的嵌入式 DTMF 拨号解码器实现方案。DTMF 拨号部分使用 4 根 I/O 线的电阻网络, 配合软件产生 DTMF 信号。利用 MSP430F133 内置的 ADC, 并采用改进的 Goertzel 算法, 实现 DTMF 信号的实时解码。该方案成本低、性能可靠, 已经得到了实际应用。

关键词: DTMF 拨号 DTMF 解码 改进的 Goertzel 算法 MSP430F133

引言

DTMF (双音多频) 信号是电话网中常用的信令, 无论是家用电话、移动电话还是程控交换机上, 多采用 DTMF 信号发送接收号码。DTMF 技术还可以用于电力线载波通信等场合。可见, DTMF 拨号和解码在通信系统及其它方面有着广泛的应用。通常 DTMF 信号的检测采用专用芯片或 DSP 来实现, 但其成本较高。本文介绍了一种低成本的基于 MSP430F133 的 DTMF 拨号解码器实现方案。MSP430F133 是 TI 的一款 16 位 RISC 结构 MCU, 最短指令周期为 150ns, 含有 8KB Flash ROM, 256B RAM 并内置 12 位 ADC。

DTMF 信号

DTMF 信号是将拨号盘上的 0~9、A~D 及*/E、#/F 共 16 个字符, 用音频范围的 8 个频率来表示的一种编码方式。8 个频率分为高频群和低频群两组, 分别作为列频和行频。每个字符的信号由来自列频和行频的两个频率的正弦信号叠加而成。频率组合方式如图 1 所示。

Frequency	1209Hz	1336Hz	1477Hz	1633Hz
697Hz	1	2	3	A
770Hz	4	5	6	B
852Hz	7	8	9	C
941Hz	*/E	0	#/F	D

图 1 DTMF 信号

根据 CCITT Q. 23 建议, DTMF 信号的技术指标是: 传送/接收率为每秒 10 个号码, 或每个号码 100ms。每个号码传送过程中, 信号存在时间至少 45ms, 且不多于 55ms, 100ms 的其余时间是静音。在每个频率点上允许有不超 过 $\pm 1.5\%$ 的频率误差。任何超过给定频率 $\pm 3.5\%$ 的信号, 均被认为是无效的, 拒绝承认接收。另外, 在最坏的检测条件下, 信噪比不得低于 15dB。

DTMF 拨号

DTMF 拨号部分的电路原理图如图 2 所示。电路主要由 4 根 I/O 线构成的电阻网络和滤波器组成。电阻网络构成 4 位的 DAC, 高通滤波器和低通滤波器组成一

个带通滤波器用来滤除双音频的谐波信号。在输出端采用 600 Ω 的 1:1 变压器与电话线接口，电话线 的输出电平可通过改变 Rx 来进行调节。

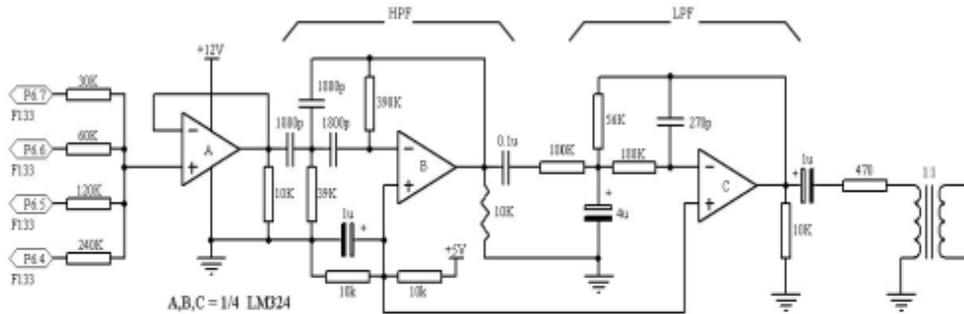


图 2 DTMF 拨号电路

频率	采样点数	波形周期	频率误差	频率	采样点数	波形周期	频率误差
697Hz	35	3	0.8%	1209 Hz	27	4	0.4%
770 Hz	32	3	-0.2%	1336 Hz	37	6	-0.5%
852 Hz	29	3	-0.5%	1477 Hz	22	4	-0.9%
941 Hz	26	3	0.5%	1633 Hz	15	3	0.4%

图 3 正弦表采样点数及频率误差

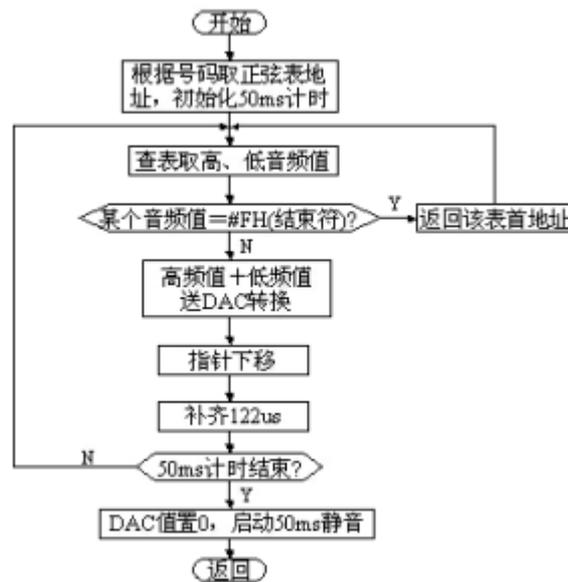


图 4 DTMF 拨号流程图

软件上使用查表方式模拟产生两个不同频率的正弦波。首先确定一个合适的采样间隔，对每个频率的正弦波进行采样并规格化成 0~7（3 位数据），制成相应的正弦表。正弦表的制定要保证合成信号的频率误差在 ±1.5% 以内，同时使采样点数尽量少。为使波形失真度小，正弦表记录的总信号时间对应原始信号的整数个周期，并且采样起点选在正波形的峰值上。本设计采样间隔选定为 122us，保证频率误差均在 ±1% 以内，各个频率信号的采样点数及频率误差见图 3 所示。

DTMF 拨号程序流程图如图 4 所示。

DTMF 解码

采用软件方式进行 DTMF 解码，首先要将模拟信号转换成数字信号，然后再送入 CPU 处理。利用 MSP430F133 内置的 12 位 ADC 加上简单的接口就可以实现模数转换，ADC 接口电路如图 5 所示。其中 R^* 应选 1% 精度的金属膜电阻。ADC 参考电压选内部 2.5V: $V_{R+} = V_{REF+}$, $V_{R-} = AVSS$ 。

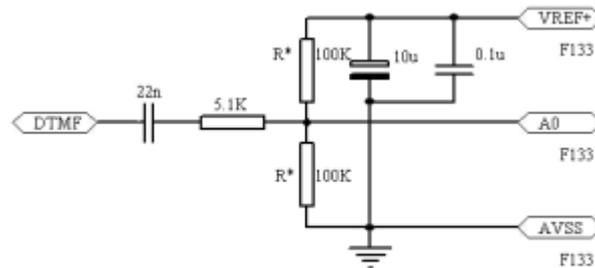


图 5 ADC 接口电路

DTMF 解码可以通过计算所接收到的信号在 8 个既定频率点的频谱值来确定是否为有效的 DTMF 信号及接收到的是哪个号码。另外，需要通过一系列的有效性检验以防止误判。

FFT 用来计算 N 点频率处的频谱值，但不适合于此处应用。因为它计算了许多不需要的值，计算量太大；而且为保证频率分辨率，FFT 的点数较大。另外，它不能按逐个样点的方式处理，不利于实时实现。

由于只需要知道 8 个特定点的频谱值，采用一种称为 Goertzel 算法的 DFT 算法可以有效地提高计算效率。它相当于一个含两个极点的 IIR 滤波器，8 个频点对应各自相匹配的滤波器，其传递函数为

$$H_k(z) = \frac{1 - e^{-j2\pi k/N} z^{-1}}{1 - 2 \cos(2\pi k/N) z^{-1} + z^{-2}}$$

然而 Goertzel 算法还是有一个缺点，那就是它计算的是频率 $f_k = k \cdot f_s / N$ 处的频谱值，而精确的频率值 f_i 通常只能对应某个近似的整数 k，为了达到要求的分辨率，就需要较大的样点数 N。改进的方法是：修改传递函数，不计算角频率 $\omega_k = 2\pi k / N$ 处的频谱值，而计算精确角频率 $\omega_i = 2\pi f_i / f_s$ 处的频谱值。这样分辨率能达到数据自然加窗（矩形窗）的分辨率。它的传递函数为

$$H_i(z) = \frac{1 - e^{-j2\pi f_i / f_s} z^{-1}}{1 - 2 \cos(2\pi f_i / f_s) z^{-1} + z^{-2}}$$

改进的 Goertzel 算法运算步骤如下：

1. 对每个采样点递归计算 ($n=0, 1, \dots, N$)

$$V_i(n) = 2 \cos(2\pi f_i / f_s) V_i(n-1) - V_i(n-2) + x(n)$$

其初始条件是 $V_i(-1) = 0$, $V_i(-2) = 0$ 。

2. 当 N 个样点采集并计算完成后，计算 8 个频谱值：

$$|X(f_i)|^2 = V_i(N) \cdot V_i(N)^* = V_i^2(N) + V_i^2(N-1) - 2 \cos(2\pi f_i / f_s) \cdot V_i(N) \cdot V_i(N-1)$$

在选定采样频率为 6Khz 基础上，选取 $N=86$ 个样点即可达到所需的频率分辨率。这对应约 15ms 信号，可以保证一位号码能接收到两个完整的 DTMF 信号周期。

当 8 个频谱值计算出来后，还要进行 DTMF 有效性检验，以判定是否为有效的 DTMF 信号。有效性检验包括以下几项内容：（1）高、低频段的 最大幅值都必须大于某个门限值，而且二者之和也要大于某个门限值。（2）高、低频段的 最大幅值与各自频段其它三个幅值相比，其差值必须大于某个门限值。（3）逆向纹度检验即低频段最大幅值不得超过高频段最大幅值 8dB，标准纹度检验即高频段最大幅值不得超过低频段最大幅值 4dB。（4）高、低频段最大幅 值之和与其它 6 个幅值之和之比，必须大于某个门限值。

若上述检验通过，判定当前周期 DTMF 信号有效，根据频率组合可确定是对应哪个号码。但要确认接收到一个有效的号码，还要满足两个条件，一是要有两个以上连续周期的有效且相同的 DTMF 信号，以保证信号持续时间，二是前面有足够的静音时间，以避免重复识别。

DTMF 解码程序流程图如图 6 所示。

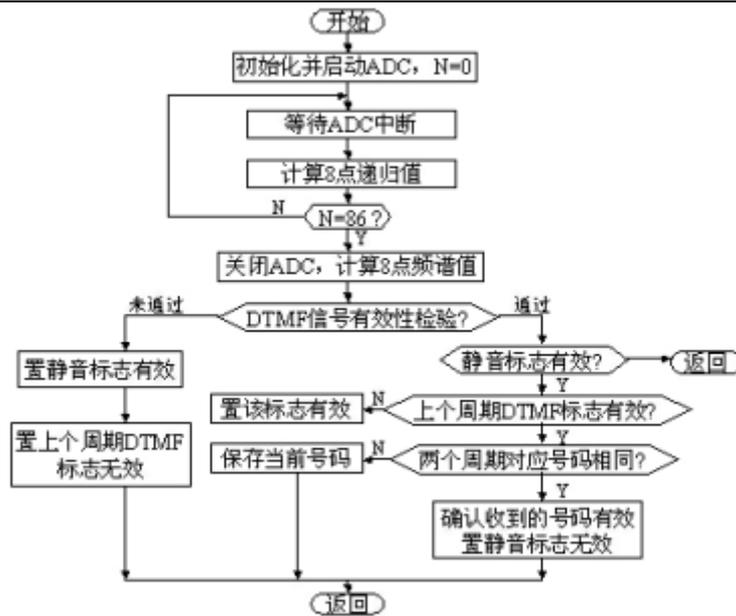


图 6 DTMF 解码流程图

解码时每次迭代需要八次乘法，由于 F133 没有硬件乘法器，要用“移位加”做乘法，因此优化乘法运算将大大提高计算效率。优化从几个方面考虑：尽量使用寄存器寻址方式，充分利用 150ns 指令；另外每个频点的乘数 $\cos(2\pi f_i / f_s)$ 是固定已知的，因此“移位加”可以不用逐位循环并判断的方式，而用按位完全展开的方式以省去判断动作；此外，在前端增加简单的增益控制可以保证后续运算不发生溢出，省去溢出处理。经过上述优化，实现了 DTMF 的实时解码。

结语 该 DTMF 拨号解码器方案成本低、性能可靠，已经得到了实际应用。

参考文献

1. Oppenheim A.V. 等著，刘树棠等译. 离散时间信号处理（第二版），西安交通大学出版社，2001
2. DTMF Tone Generation and Detection: An Implementation Using the TMS320C54x, Texas Instruments, 2000
3. MSP430x1xx Family User's Guide, Texas Instruments, 2003